

# 隨機切換技術在電力電子轉換器供電電磁致動系統之應用

電磁致動系統如振動機、各式馬達驅動系統等，其操控性能甚受轉換器 (converter) 輸出電源品質之影響。而轉換器之輸出電壓與電流特性取決於所採之切換控制策略，以常用之脈寬調制 (pulse width modulation, PWM) 控制而言，愈高之切換頻率將產生較高頻率之諧波，產生較佳之機電轉換操控性能及較低之噪音，但具有較大之切換損失。欲在較低之切換頻率下仍具有良好之噪音及操控性能，可採隨機切換控制技術，使轉換器之輸出具有平坦之諧波頻譜分佈特性。本文簡述隨機切換轉換器之直覺式分析、實用設計步驟及其應用。

康博正、廖聰明

## 一、引言與簡介

電磁致動器以傳統之線性電源供應器激勵雖可獲得低諧波成分之較佳操控性能，但其效率及功率密度很低。一般可改採切換式轉換器予以克服，然而其固有之諧波輸出影響負載特性甚鉅，因此，須就負載特性要求、轉換效率、控制複雜性及成本等因素作妥善之折衷考量，以選擇妥適之轉換器切換控制方式<sup>(1,2)</sup>。以下將以遲滯電流控制變頻器供電之振動機為例，概述先進之隨機切換脈寬調制 (random pulse width modulation, RPWM) 技術在電力電子上之應用。

---

康博正先生為清華大學動力機械工程學系博士班學生。  
廖聰明先生為清華大學電機博士，現任清華大學電機系教授。

一般切換式轉換器電流控制方法大致上可分為遲滯控制 (hysteresis control)、定頻控制 (ramp comparison) 和預測控制 (predictive control) 等三大類<sup>(3,4)</sup>。遲滯控制方法採用遲滯比較器，使得輸出電流維持在參考電流兩側的遲滯寬帶內，可具有快速的電流操控特性和強健性，然其主要缺點為其諧波頻譜因切換頻率之不固定而較為分散分佈，使輸出濾波器設計困難。定頻控制方法為將電流誤差訊號與固定頻率之三角波比較，以產生轉換器之電力開關觸發訊號。其優點為輸出諧波頻率可由三角波頻率決定，容易掌握，但是其切換操控特性亦受電流迴路動態特性之影響。預測控制方法則估算令電流完美追蹤參考命令所需的轉換器電壓，雖然此法可以獲得極佳的電流反應速度和準確度，但是需要複雜的計算，並取決於對負載特性變化的正確掌握。

上述各種電流控制脈寬調制技巧雖各有其特徵

及適用場合，然而這些技巧的共同特徵為輸出諧波頻譜為分離集中式地分佈，使得在電磁致動系統之應用上容易產生擾人的噪音與機械振動。在定頻控制 PWM 方法中，雖可提高三角波頻率至 20 kHz 以上，以避免諧波成分出現在人類可聽見之音頻範圍內，但較高之切換頻率將造成較大之切換損失，而且功率半導體元件之切換特性亦需加以考量，因此一般較大功率之應用場合，並不適合將切換頻率提昇得過高。在考量合理的切換頻率以及不增加功率損失的前提下，可採 RPWM 技術使轉換器之輸出具有平坦化之諧波頻譜分佈特性，獲得良好之操控及噪音抑制性能。

大體而言，隨機脈寬調制技術可歸納成三大類<sup>(5)</sup>：隨機切換頻率 (randomized switching frequency)，在 PWM 切換控制上，最常見之 RPWM 技巧係隨機調制轉換器之切換頻率<sup>(6)</sup>，例如隨機改變三角波載波之斜率，而對於空間向量脈寬調制 (space vector PWM) 係對參考訊號徑度角之隨機化；隨機脈波位置 (randomized pulse position)，係將基本波週期分割成  $N$  個等長度之切換週期，再任意地改變脈波切換訊號落在各個切換週期內之位置<sup>(7)</sup>，在實施上只容許將此脈波切換訊號隨機地置於各切換週期之前緣或後緣位置，故又可稱為領先 - 落後脈寬調制 (lead-lag PWM)；隨機切換 (random switching)，其原理為產生一亂數訊號，並由其與三相任務週期函數之比較結果產生切換控制訊號，此技巧之架構簡單且切換訊號沒有時

間準確性的要求，適合高頻切換之應用<sup>(8)</sup>，然而在低調制指數之情形下效能會迅速變差，需配合採用修正方法以改善之。

傳統遲滯電流控制 PWM 轉換器之輸出諧波具有隨負載參數和輸入電壓變化而變動的特性，然其輸出諧波頻譜並未如採用隨機脈寬調制方法產生者一樣地散亂分佈，因此諧波引起的擾人噪音和機械振動仍然無法避免。雖然近年有許多隨機脈寬調制技術研究之文獻提出，但是針對遲滯電流控制機構之隨機脈寬調制技術研究並不多見。本文將針對遲滯電流控制脈寬調制變頻器，提出一種強健性隨機切換技術，使得變頻器之輸出擁有所欲之散化諧波頻譜特性。首先，採用直覺式方法分析遲滯帶寬度變化對遲滯電流控制 PWM 諧波分佈特性的影響，然後介紹所提隨機遲滯帶寬度調制技術及其設計步驟，接著再提出一個強健性頻譜整形技術，使得低頻諧波之幅度可被進一步降低。最後，利用所設計之隨機切換 PWM 變頻器對一個單相電磁振動機<sup>(9)</sup> 供電，並經由模擬和實測結果顯示所得之電流操控性能。

## 二、舊有之遲滯脈寬調制變頻器

為便於詮釋所提之切換控制技巧，採用圖 1 所示之遲滯電流控制 PWM 變頻器供電之電磁振動機為例進行說明。為了使振動機在 5 - 2000 Hz 工作頻率範圍內均有良好之輸出操控特性，除了高性能

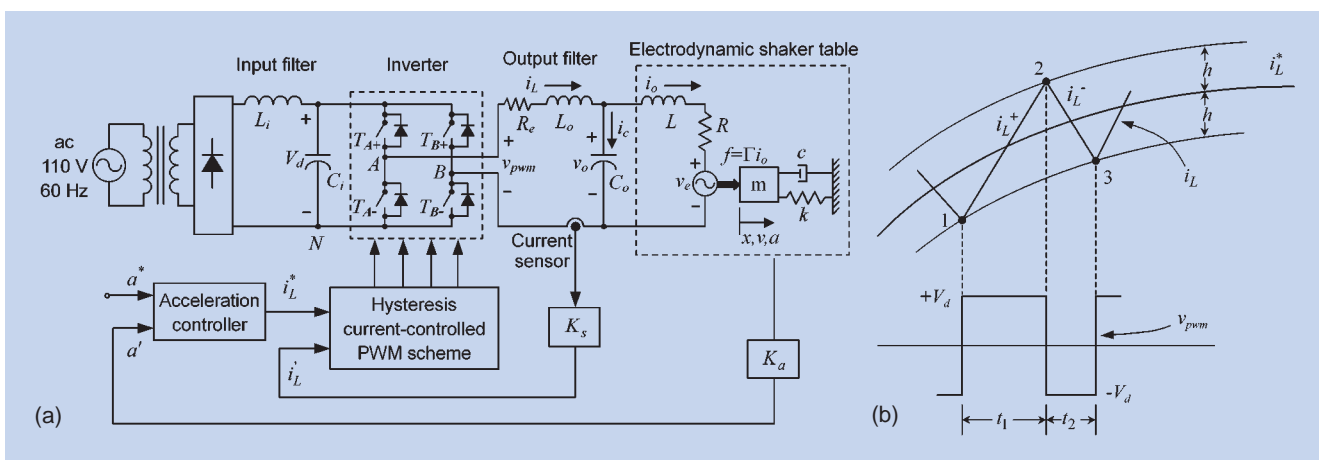


圖 1. 遲滯電流控制 PWM 變頻器供電之振動機系統：(a) 系統架構圖；(b) 電流和電壓波形示意圖。

電流控制技術外，尚需採用輸出濾波器使變頻器提供低諧波、低失真之激勵電流。電磁振動機之機電負載模式及等效電路如圖 1(a) 所示，其重要參數如下<sup>(9)</sup>：輸出濾波器電感值  $L_o = 0.32$  mH、輸出濾波器電容值  $C_o = 0.8$   $\mu$ F、直流鏈電壓值  $V_d = 80$  V、振動機平台及負載重量  $m = 0.545$  kg、彈性係數  $k = 13143$  N/m、阻尼係數  $c = 3.54$  N·s/m、推力常數  $\Gamma = 12.3$  N/A。振動機電樞繞組之電阻值和電感值為頻率之函數，經測量並表為：

$$R = \begin{cases} 1.30 + 0.19 \log f(\Omega), & 5 \text{ Hz} \leq f \leq 45 \text{ Hz} \\ 0.27 + 0.81 \log f(\Omega), & 45 \text{ Hz} \leq f \leq 2000 \text{ Hz} \end{cases} \quad (1)$$

$$L = \begin{cases} 2.75 - 0.97 \log f(\text{mH}), & 5 \text{ Hz} \leq f \leq 330 \text{ Hz} \\ 0.96 - 0.26 \log f(\text{mH}), & 330 \text{ Hz} \leq f \leq 2000 \text{ Hz} \end{cases} \quad (2)$$

因為電樞之電阻和電感隨工作頻率變化的特性，使得變頻器電流控制切換行為易受影響，而且輸出諧波可能引發機械負載之共振現象。

圖 1(a) 所示之變頻供電系統之電壓方程式可

表示如下：

$$V_{\text{pwm}} = R_e i_L + L_o \frac{di_L}{dt} + v_o \quad (3)$$

$$V_o = R i_o + L \frac{di_o}{dt} + v_e \quad (4)$$

其中  $R_e$  為輸出濾波器電感  $L_o$  之寄生電阻、 $v_e$  為反電動勢、 $v_o$  為振動機電樞之端電壓。如未採用輸出濾波器，則僅需將式 (3) 中之變數  $R_e$ 、 $L_o$  和  $v_o$  改以  $R$ 、 $L$  和  $v_e$  取代即可。

圖 1(b) 為傳統遲滯電流控制 PWM 變頻器的電流和電壓波形示意圖，根據開關操作狀態的不同，由式 (3) 和圖 1(b) 可寫出下列兩個開關切換時段  $t_1$  (ON) 和  $t_2$  (OFF) 的電壓方程式：

$$\begin{cases} L_o \frac{di_L^+}{dt} = V_d - v_o \\ L_o \frac{di_L^-}{dt} = -V_d - v_o \end{cases} \quad (5)$$

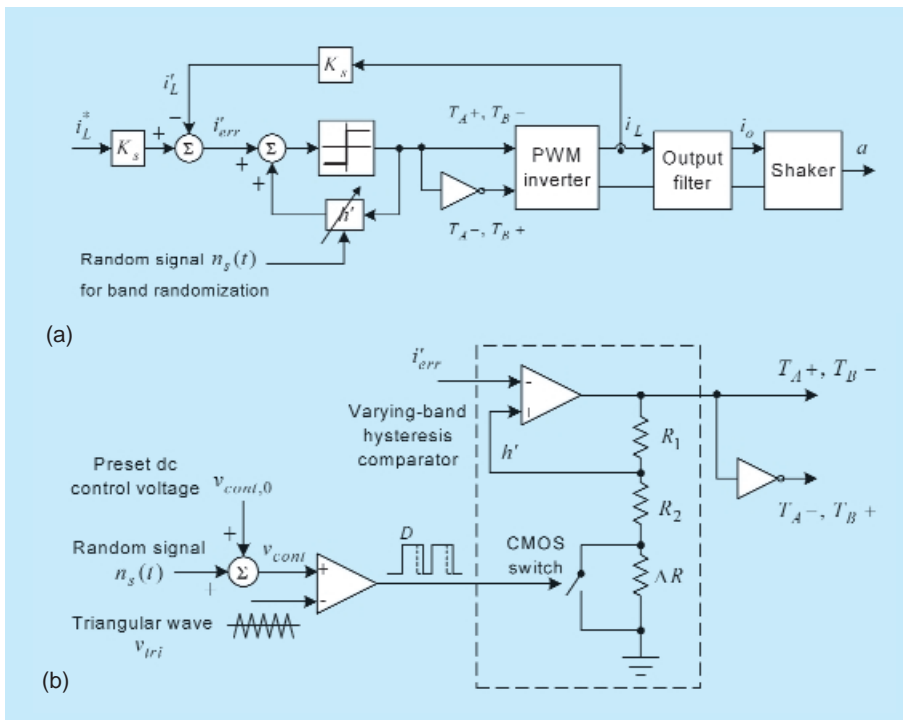


圖 2. 所提之隨機遲滯電流控制 PWM 技術：(a) 功能方塊圖；(b) 遲滯寬帶隨機式變化之遲滯比較器。

通常變頻器開關的操作頻率相當高，所以式 (3) 和 (4) 中電阻的壓降可以忽略。由式 (5) 和圖 1(b) 可寫出遲滯寬帶  $h$  和電流命令變化量的關係式如下：

$$\begin{cases} \frac{di_L^+}{dt} t_1 - \frac{di_L^*}{dt} t_1 = 2h \\ \frac{di_L^-}{dt} t_2 - \frac{di_L^*}{dt} t_2 = -2h \end{cases} \quad (6)$$

其中  $i_L^*$  為電流命令。根據圖 1(b) 可知瞬時切換週期  $t_{sw}$  等於  $t_1 + t_2$ ，而瞬時切換頻率  $f_{sw}$  等於  $1/t_{sw}$ 。所以，整理式 (5) 和 (6) 可得：

$$f_{sw} = \frac{V_d}{4L_o h} \left[ 1 - \frac{L_o^2}{V_d^2} \left( \frac{v_o}{L_o} + \frac{di_L^*}{dt} \right)^2 \right] \quad (7)$$

觀察：

由式 (7) 可知當遲滯帶寬度  $h$  維持固定時，瞬時切換頻率  $f_{sw}$  將隨著  $V_d$ 、 $v_o$ 、 $L_o$  和  $i_L^*$  斜率等參數的變化而改變。

式 (7) 亦顯示藉由適當地隨機改變遲滯帶寬度  $h$ ，可以使其切換頻率  $f_{sw}$  和變頻器輸出諧波頻譜散亂地分佈。

### 三、隨機切換遲滯電流控制脈寬調制變頻器

#### 1. 隨機切換技術

圖 2(a) 為所提隨機切換遲滯電流控制脈寬調制技術之示意圖，其中遲滯比較器和遲滯帶寬度調整電路如圖 2(b) 所示，遲滯帶寬度調整係利用一個 PWM 切換控制之開關電阻來達成。由圖 2(b) 可知，等效遲滯帶寬度與開關電阻之任務週期 (duty cycle)  $D$  的關係如下：

$$h' \triangleq K_s h = K_b \frac{R_2 + (1-D)\Delta R}{R_1 + R_2 + \Delta R} \quad (8)$$

其中  $K_b$  為運算放大器的飽和電壓， $K_s$  為電流感測元件的比例常數， $h'$  的單位為電壓而  $h$  的單位為電

流。開關電阻的任務週期控制訊號  $v_{cont}$  由一個直流偏壓  $v_{cont,0}$  和一個平均值為零的隨機訊號  $n_s(t)$  所組成，等效遲滯帶寬度的常態值由  $v_{cont,0}$  決定，而等效電阻的「開—關」控制係採用 CMOS 開關元件來執行。圖 2(b) 中的小電阻  $R_2$  是用以避免太小的遲滯寬帶造成過高的開關切換頻率，它的選擇視變頻器遮蔽時間 (blanking time) 和電力開關元件之切換能力而定。由式 (8) 可知， $D=0$  和  $D=1$  分別對應到最大和最小的等效遲滯帶寬度值，如下式所示：

$$h'_{max} = K_b \frac{R_2 + \Delta R}{R_1 + R_2 + \Delta R}, \quad h'_{min} = K_b \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (9)$$

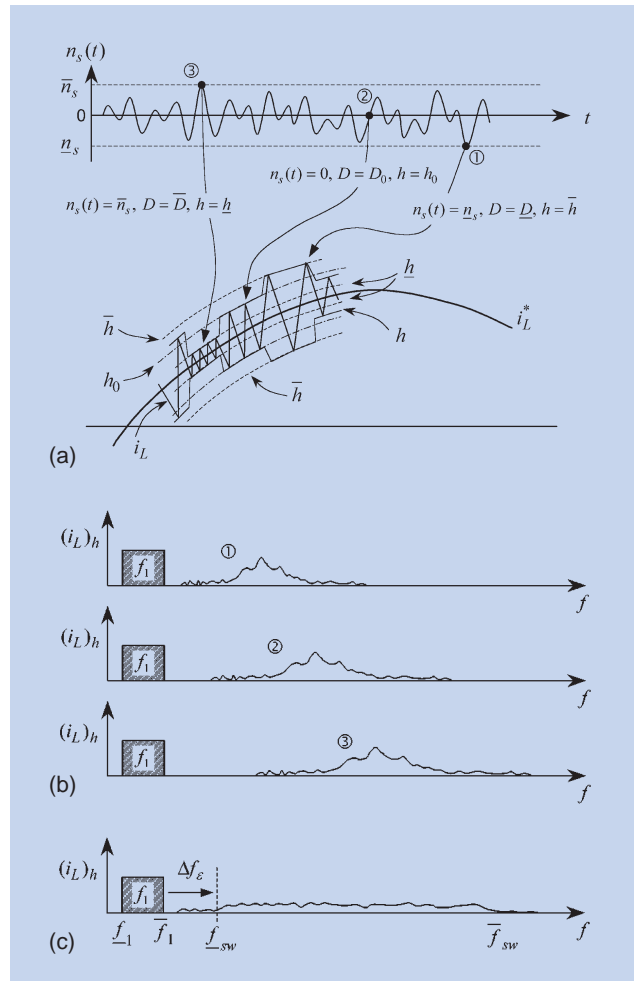


圖 3. (a) 遲滯寬帶隨機化示意圖；(b) 對應於遲滯寬帶變化之瞬時諧波頻譜；(c) 所提隨機遲滯 PWM 變頻器之等效諧波頻譜。

## 2. 直覺式頻譜分析

因為隨機切換技術的量化頻域分析和設計不易達成，所以本文採用直覺式分析法進行設計<sup>(6)</sup>。圖 3(a) 為用來改變遲滯帶寬度之隨機訊號  $n_s(t)$  以及對應之電流遲滯帶寬變化示意圖，遲滯帶寬度的常態值和極值  $h_0$ 、 $\underline{h}$  和  $\bar{h}$  分別對應到控制訊號  $v_{\text{cont}} = v_{\text{cont},0}$ 、 $\bar{v}_{\text{cont}} = v_{\text{cont},0} + \bar{n}_s$  和  $\underline{v}_{\text{cont}} = v_{\text{cont},0} + \underline{n}_s$ ，圖 3(b) 為相對應之瞬時變頻器輸出電流頻譜，而在採用隨機切換技術後之等效電流諧波頻譜預測如圖 3(c) 所示。觀察圖 3 可獲得下列兩點結論：

太大的遲滯帶寬度  $\bar{h}$  (對應於  $\bar{n}_s$ ) 可能產生頻率過低的諧波成分，造成額外的機電振動現象。

太小的遲滯帶寬度  $\underline{h}$  (對應於  $\underline{n}_s$ ) 可能產生過高的電力開關切換頻率，造成開關切換損失的急劇增加。

所以， $\underline{n}_s$  和  $\bar{n}_s$  的設計值必須適當的選擇。

在實際設計時，假設最高的基本波頻率為  $\bar{f}_1$ ，而且容許的最小諧波頻率為  $\underline{f}_{\text{sw}}$ ，亦即在  $\bar{f}_1$  之上的  $\Delta f_e$  頻率範圍內沒有明顯的諧波成分存在，則當已知  $\underline{f}_{\text{sw}}$ 、 $V_d$ 、 $L_o$  和  $i_L^*$ ，由式 (5) 可估算得最大的遲滯帶寬度  $\bar{h}$ ，其對應的任務週期  $D$  可由預設的電阻值  $R_1$ 、 $R_2$  和  $\Delta R$  求出，然後控制訊號最大容許值  $\bar{v}_{\text{cont}}$  便可確定。利用相同的設計步驟，控制訊號最小容許值  $\underline{v}_{\text{cont}}$  也可以由最高切換頻率  $\bar{f}_{\text{sw}}$  決定。最後，根據前述兩個控制訊號之極值，可以用來決定控制訊號直流偏壓  $v_{\text{cont},0}$ ，以及對應的隨機訊號極值  $\underline{n}_s$  和  $\bar{n}_s$ 。

在使用隨機訊號當調變函數時，除了考慮隨機訊號強度外，隨機訊號頻寬  $\Delta f_n$  或變化速率也會造成諧波頻譜在  $\underline{f}_{\text{sw}}$  和  $\bar{f}_{\text{sw}}$  區間分佈特性的變化。可是由模擬結果發現其影響程度並不明顯，一般採用下列經驗法則進行設計便能滿足<sup>(6)</sup>。

$$\underline{f}_n > \bar{f}_1, \bar{f}_n < \underline{f}_{\text{sw}} \quad (10)$$

其中  $\underline{f}_n$  和  $\bar{f}_n$  分別代表隨機訊號  $n_s(t)$  的最低和最高頻率成分，而且  $\Delta f_n \triangleq \bar{f}_n - \underline{f}_n$ 。

## 3. 量化設計

根據前述頻譜分析，所提隨機切換遲滯脈寬調

制機構之量化設計步驟將以一特例詳述如下。

步驟一：本文採用之電磁振動機工作頻率範圍為  $\underline{f}_1 = 5 \text{ Hz}$  及  $\bar{f}_1 = 2 \text{ kHz}$ 。考量正弦輸出電流之最大振幅為  $\bar{I}_s = 8 \text{ A}$ ，可適當選擇遲滯帶寬度  $h$  為  $1 \text{ A}$ 。利用式 (7) 可以估算得在此常態條件下之切換頻率分佈範圍為  $39 \text{ kHz} \leq f_{\text{sw}} \leq 63 \text{ kHz}$ 。所以，考量振動機工作頻率、聲頻範圍和切換損失等因素，選擇所提隨機切換遲滯變頻器的容許切換頻率極值分別為  $\underline{f}_{\text{sw}} = 30 \text{ kHz}$  和  $\bar{f}_{\text{sw}} = 200 \text{ kHz}$ 。

步驟二： $\underline{f}_{\text{sw}}$  和  $\bar{f}_{\text{sw}}$  確定後，由式 (7) 可算出對應的遲滯帶寬極值  $\underline{h}$  和  $\bar{h}$  分別為  $\bar{h} = 1.73 \text{ A}$  和  $\underline{h} = 0.057 \text{ A}$ 。由於採用的電流感測元件比例常數為  $K_s = 0.25 \text{ V/A}$ ，所以可得到  $\bar{h}' = 0.43 \text{ V}$  和  $\underline{h}' = 0.014 \text{ V}$ 。

步驟三：圖 2(b) 中遲滯比較器的參數已知為  $K_b = 13.5 \text{ V}$ 、 $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$ 、 $R_2 = 20 \Omega$  和  $\Delta R = 2.4 \text{ k}\Omega$ ，由式 (8) 可算出對應  $\underline{h}'$  和  $\bar{h}'$  的任務週期極值  $\bar{D}$  和  $\underline{D}$ 。然後，根據等效電阻調制特性和三角波振幅 ( $= 1 \text{ V}$ )，吾人可求出控制訊號直流偏壓  $v_{\text{cont},0} = 0.59 \text{ V}$ ，以及對應的隨機訊號極值  $\underline{n}_s = -0.4 \text{ V}$  和  $\bar{n}_s = 0.4 \text{ V}$ 。

在隨機切換技術實施上，如何產生適當大小及頻寬的隨機訊號  $n_s(t)$  是相當重要的。在實作上不可能使用商用隨機訊號產生器，故以唯讀記憶體為主體 (ROM-based) 之隨機訊號產生器為一既經濟又簡單之替代方案。

## 四、強健頻譜整型技術

雖然採用所提之隨機切換技術可以使得遲滯電流控制 PWM 變頻器的輸出頻譜散亂地分佈，但是某些特殊應用場合仍要求低頻區之諧波幅度更低。因此本文再提出一種強健性頻譜整型技巧，以進一步達成所欲之輸出頻譜分佈特性。接下來將以圖 4(a) 至 4(c) 來說明所提之強健頻譜整型技術。圖 4(a) 所示為傳統遲滯電流控制 PWM 等效方塊圖及其輸出電流頻譜示意圖，其輸出電流  $i'_L$  係由下式所示三個基本成分組成：

$$i'_L \triangleq K_s i_L = i_{L'}^* + i_{rL}' + i_{eL}' \triangleq i_L^* + K_s i_{rL} + K_s i_{eL} \quad (11)$$

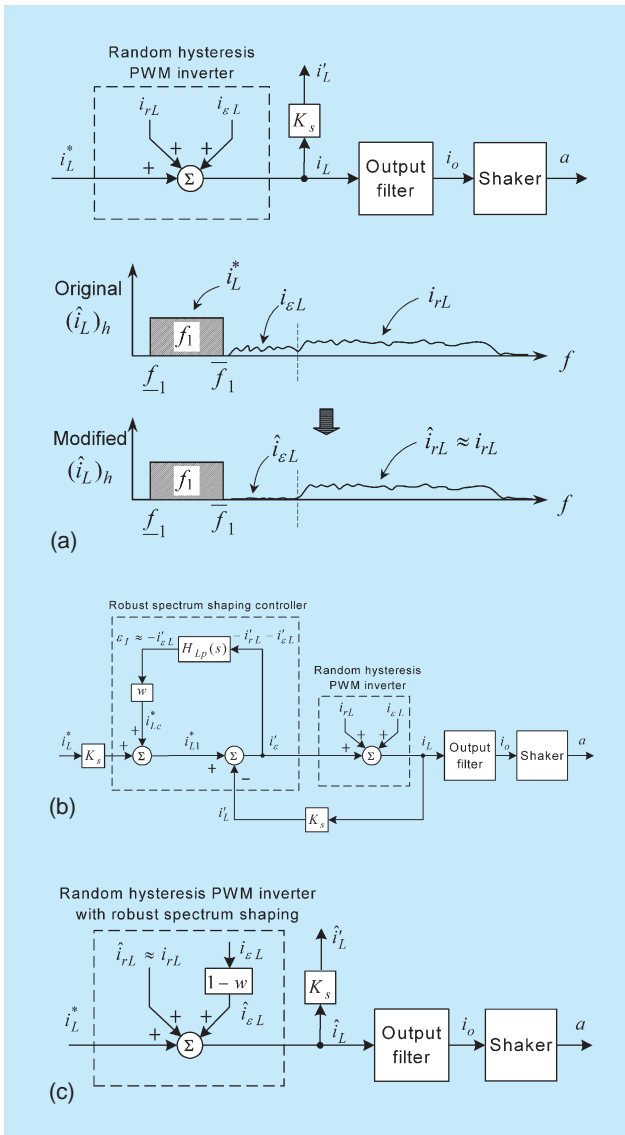


圖 4. 所提之強健性隨機遲滯 PWM 技術：(a) 理想諧波頻譜關係圖；(b) 強健性隨機遲滯 PWM 示意圖；(c) 簡化方塊圖。

其中，假設  $i'_L$  的基本波緊密地跟隨其命令  $i_L^*$ ，而  $i_{eL}$  和  $i_{rL}$  則分別代表低頻區和高頻區的電流諧波成分。應用強健頻譜整型技術之後，圖 4(a) 所示的理想頻譜圖顯示低頻區諧波  $i_{eL}$  將被大幅壓低至  $\hat{i}_{eL}$ ，而高頻區諧波  $i_{rL}$  則幾乎不受影響 ( $\hat{i}_{rL} \approx i_{rL}$ )。

所提之強健性頻譜整型控制架構如圖 4(b) 所示。首先，電流追蹤誤差訊號  $i'_e = -(i_{rL} + i'_{eL})$  經過一個低通濾波器  $H_{lp}(s)$  以萃取出低頻區電流諧波成分  $\varepsilon_i = -i'_{eL}$ ，然後，此誤差訊號  $\varepsilon_i$  再經過一個加權

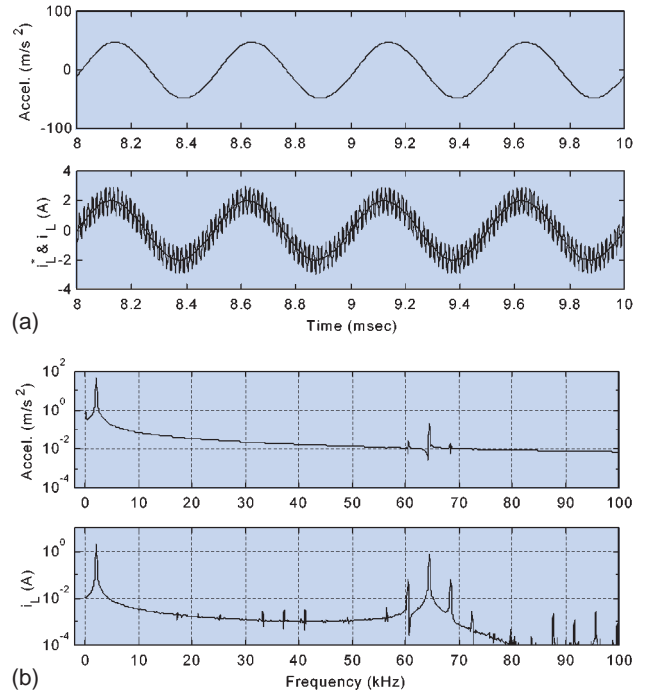


圖 5. 工作頻率 2000 Hz 之固定遲滯帶寬度之遲滯 PWM 變頻器電流和加速度模擬結果：(a) 波形，(b) 頻譜。

常數  $w$  以產生強健控制補償訊號  $i'_{Lc}$ 。經由適當的整理，吾人可知圖 4(b) 可以簡化為圖 4(c) 所示之簡化圖，很顯然地，低頻區電流諧波  $i'_{eL}$  已經被降低至  $(1-w)$  倍。雖然選取  $w=1$  可以達到最理想的強健性補償控制，但是此無限大之控制增益對隨機遲滯 PWM 切換行為的影響須謹慎考量<sup>(10)</sup>，所以適當的選擇介於 0 和 1 之間的加權常數  $w$  是必須的，本文係採用模擬及試誤法 (trial and error) 進行擇優設計。

## 五、模擬和實測結果

為利於比較，先採用遲滯帶寬度為 1 安培之傳統遲滯 PWM 變頻供電振動機進行模擬，圖 5 為在 2 kHz 工作頻率下之電流  $i_L$ 、 $i_L^*$  和加速度模擬波形及頻譜，圖 5(b) 之模擬頻譜圖顯示輸出諧波係聚集在某些頻率附近，而且諧波之幅度相當大。然後採用所提之隨機切換遲滯控制 PWM 技術進行模擬，圖 6 和 7 為在強健頻譜整型控制器未作用下，

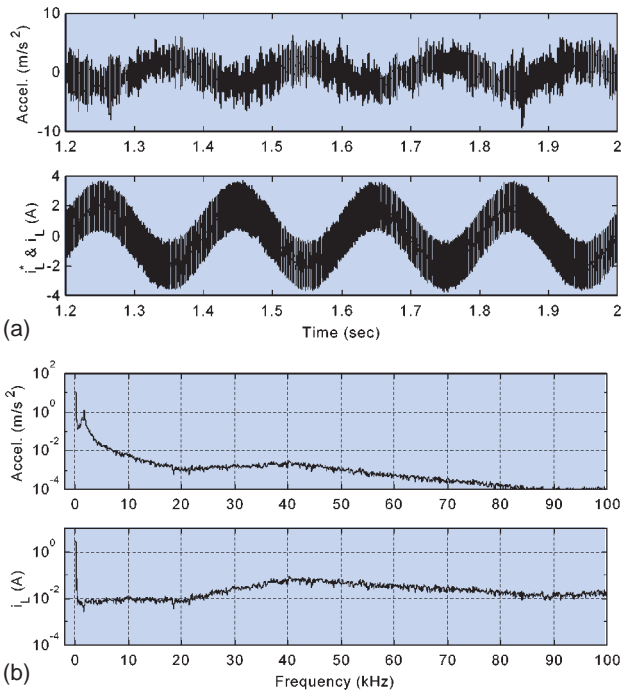


圖 6. 工作頻率 5 Hz 之隨機切換遲滯 PWM 變頻器電流和加速度模擬結果：(a) 波形，(b) 頻譜。

5 Hz 和 2 kHz 工作頻率之電流和加速度模擬波形及頻譜圖，兩者皆顯示採用隨機切換遲滯控制 PWM 方法可使輸出諧波頻譜散亂地分佈。

如前所述，雖然採用所提之隨機切換技術可以使得遲滯電流控制 PWM 變頻器的輸出頻譜散亂地分佈，但是更好的設計是使低頻區具有更低幅度之諧波，而高頻區仍然能夠保有原有的諧波分佈特性。所以在此將所提之強健頻譜整型控制器加入，所採用之加權常數為  $w = 0.9$ ，而頻譜整型轉移函數為：

$$H_{lp}(s) = \frac{3.55 \times 10^{10}}{s^2 + 3.77 \times 10^5 s + 3.55 \times 10^{10}} \quad (12)$$

其中二階低通濾波器  $H_{lp}(s)$  之截止頻率為 30 kHz。圖 8 和 9 所示為採用與圖 6 和 7 相同條件之模擬結果，比較圖 6 至 9 可看出採用強健頻譜整型控制器之後，在最大工作頻率  $f_1$  和最小容許切換頻率  $f_{sw}$  之間的諧波強度已經大幅地降低，而且圖 8(a) 顯示加速度波形上的紋波亦明顯地比圖 6(a) 者降低了。

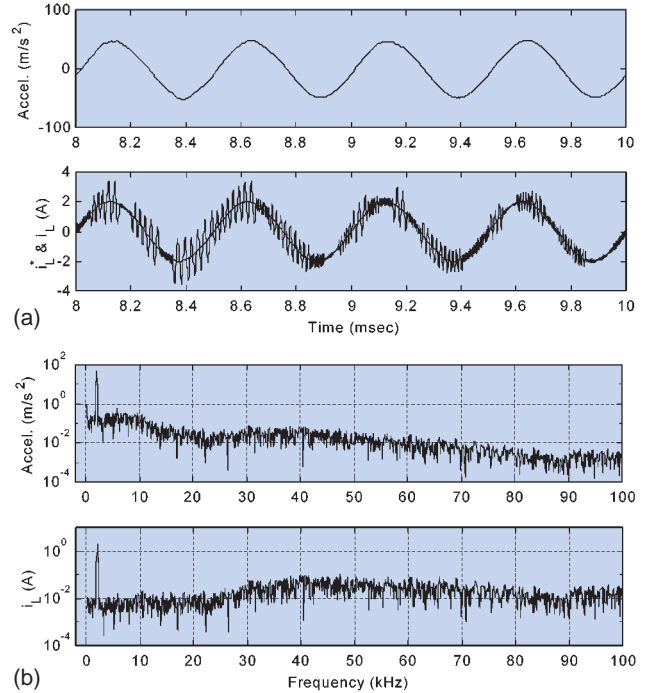


圖 7. 工作頻率 2000 Hz 之隨機切換遲滯 PWM 變頻器電流和加速度模擬結果：(a) 波形，(b) 頻譜。

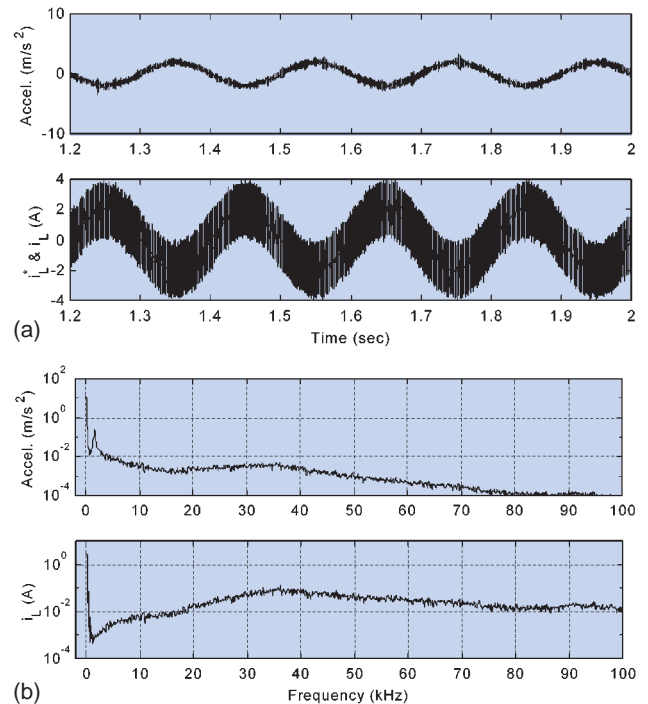


圖 8. 工作頻率 5 Hz 之強健控制隨機切換遲滯 PWM 變頻器電流和加速度模擬結果：(a) 波形，(b) 頻譜。

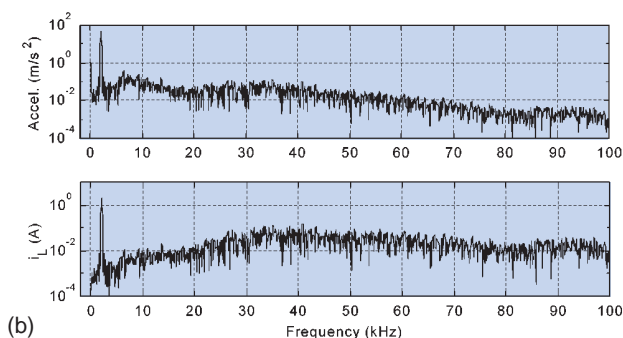
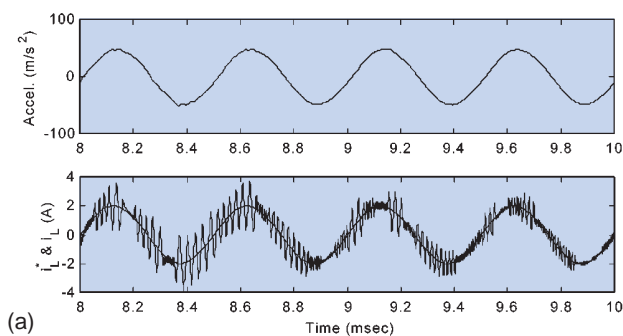


圖 9. 工作頻率 2000 Hz 之強健控制隨機切換遲滯 PWM 變頻器電流和加速度模擬結果：(a) 波形，(b) 頻譜。

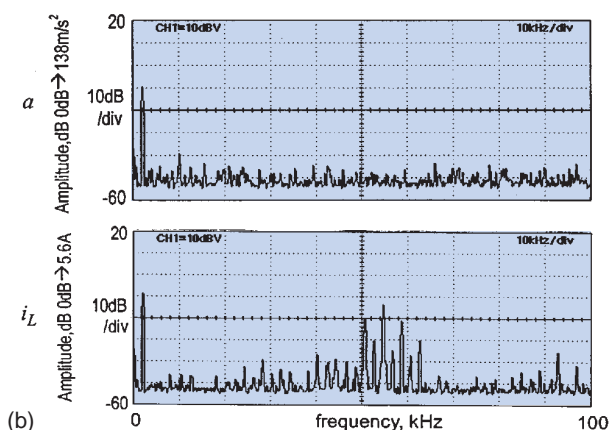
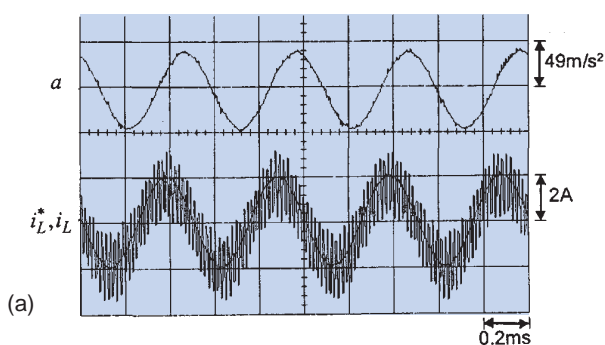


圖 10. 工作頻率 2000 Hz 之固定遲滯帶寬度之遲滯 PWM 變頻器電流和加速度實測結果：(a) 波形，(b) 頻譜。

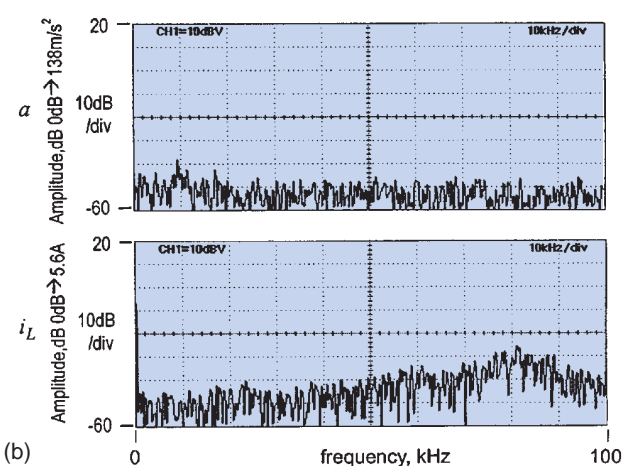
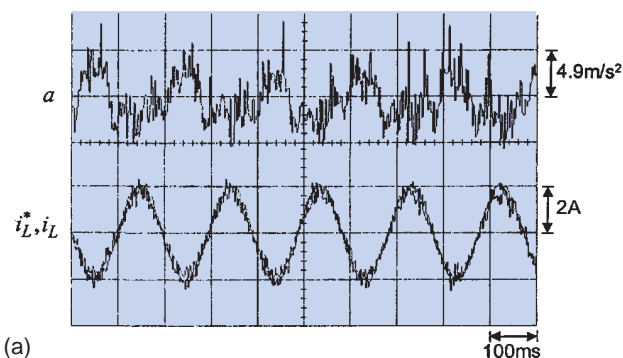


圖 11. 工作頻率 5 Hz 之隨機切換遲滯 PWM 變頻器電流和加速度實測結果：(a) 波形，(b) 頻譜。

圖 10 所示為採用與圖 5 相同條件之固定遲滯帶寬度之遲滯 PWM 變頻器實測結果，其與圖 5 之模擬結果極相近。在圖 2 和 4 之硬體實作上，類比開關係採用 CD4066 CMOS 開關元件。首先，採用 ANDO 公司生產之商用隨機訊號產生器及所提之隨機切換遲滯控制 PWM 變頻器對振動機供電進行實測驗證，圖 11 和 12 為在強健頻譜整形控制器未作用下，5 Hz 和 2 kHz 工作頻率之電流和加速度實測波形及頻譜圖，圖 13 和 14 則為加上強健頻譜整形控制器後之實測圖。圖 11 至 14 顯示實測波形及頻譜皆與圖 6 至 9 之模擬結果極為相近，顯示隨機切換遲滯控制 PWM 技術確實可以使得輸出諧波頻譜散亂地分佈，而且強健頻譜整形控制器可以更進一步地壓低低頻區域諧波之幅度。

如前所述，在實作上尋求更經濟的隨機訊號來源是必需的，而 ROM-based 假性隨機亂數 (pseudo random binary sequence, PRBS) 可說是一種最簡單的數位式隨機訊號源。所以本文亦採用了 1024 筆

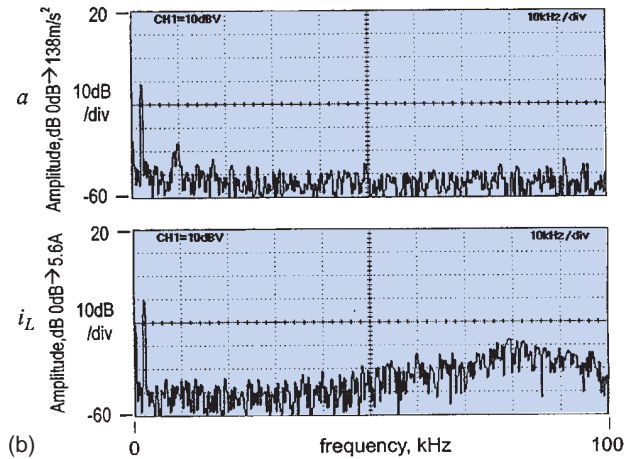
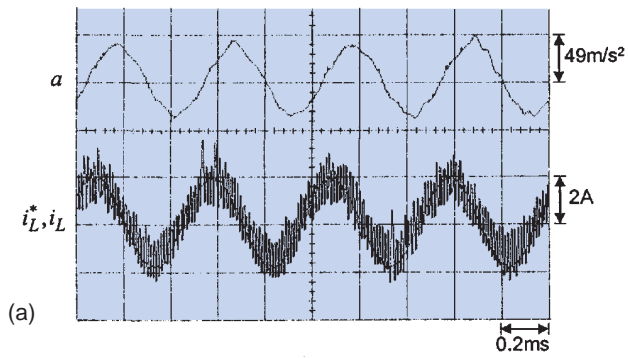


圖 12. 工作頻率 2000 Hz 之隨機切換遲滯 PWM 變頻器電流和加速度實測結果：(a) 波形，(b) 頻譜。

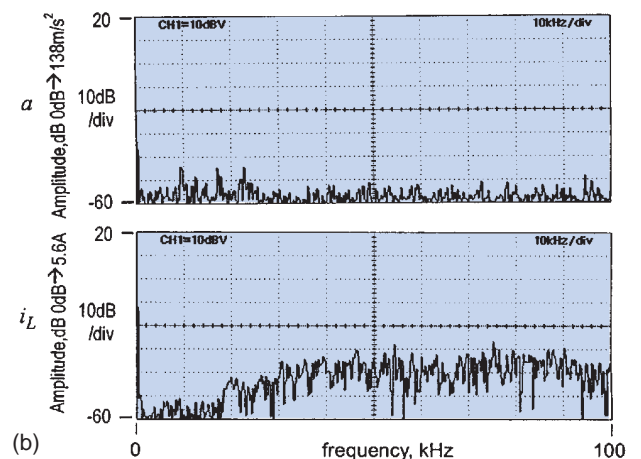
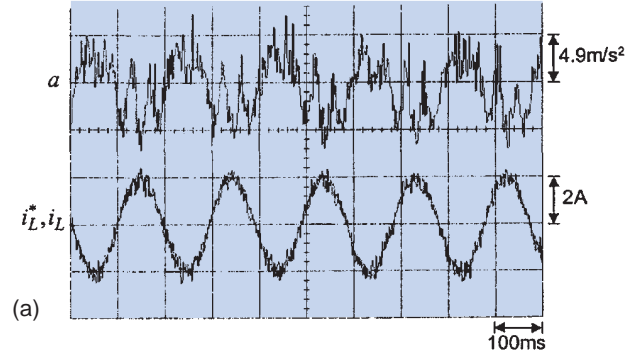


圖 13. 工作頻率 5 Hz 之強健控制隨機切換遲滯 PWM 變頻器電流和加速度實測結果：(a) 波形，(b) 頻譜。

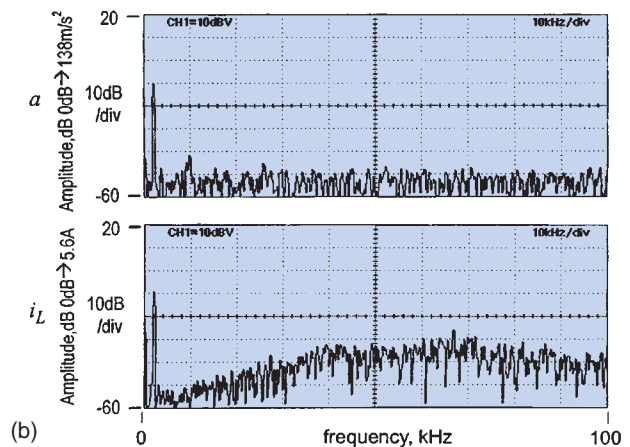
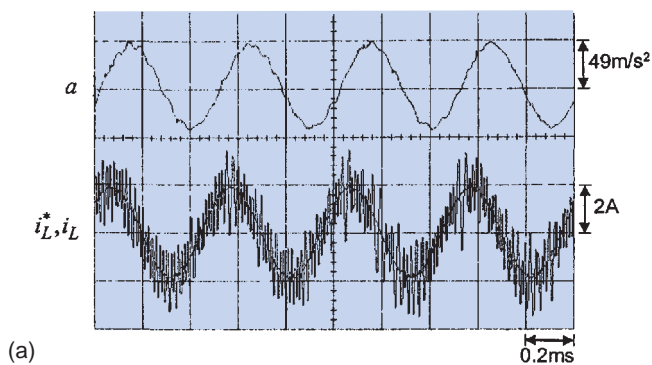


圖 14. 工作頻率 2000 Hz 之強健控制隨機切換遲滯 PWM 變頻器電流和加速度實測結果：(a) 波形，(b) 頻譜。

10 位元之 ROM-based PRBS 隨機訊號源，經適當濾波及放大後從事隨機切換控制，實測結果（於此忽略）顯示所得之輸出電流頻譜與採用商用隨機訊號產生器所得者相當接近。

## 六、結語

本文以隨機切換控制變頻器於振動機之應用為例，概述一電磁致動系統與電力電子轉換器間之配合事宜。於文中，作者介紹一種隨機切換技術，可

使變頻器輸出諧波頻譜散亂地分佈。由遲滯寬帶與切換頻率之分析可了解，藉由隨機改變遲滯帶寬度可達成輸出諧波頻譜散亂分佈的目的。文中詳細地說明所提隨機切換機構之分析、設計和實作等步驟，特別是攸關諧波頻譜散化特性之隨機訊號來源與量化設計。另外，針對低頻諧波的影響，再提出一種強健頻譜整型技巧，使得低頻區域諧波之幅度可以更進一步地被壓低。最後，模擬和實測結果均顯示利用所提之隨機切換技術和強健頻譜整型技巧可得較佳之電流操控性能。

## 參考文獻

1. N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 2nd ed., New York: John Wiley & Sons, 200 (1995).
2. B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, New Jersey: Prentice-Hall, 121 (1986).
3. J. Holtz, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **39** (5), 410 (1992).
4. M. A. Rahman, T. S. Radwan, A. M. Osheiba, and A. E. Lashine, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **44** (4), 477 (1997).
5. A. M. Trzynadlowski, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, R. L. Kirlin, and S. Legowski, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **30** (5), 1166 (1994).
6. C. M. Liaw and Y. M. Lin, *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, **147** (1), 45 (2000).
7. R. L. Kirlin, S. Kwok, S. Legowski, and A. M. Tryznadlowski, *IEEE Trans. Power Electron.*, **9** (5), 463 (1994).
8. R. Hui, S. Sathiakumar, and K. K. Sung, *IEEE Trans. Power Electron.*, **12** (6), 945 (1997).
9. T. H. Chen and C. M. Liaw, *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, **4** (1), 60 (1999).
10. C. M. Liaw and S. J. Chiang, *IEEE Trans. Power Electron.*, **8** (4), 455 (1993).